

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

0	受理官庁記入欄	
0-1	国際出願番号	
0-2	国際出願日	
0-3	(受付印)	
0-4	様式-PCT/RO/101 この特許協力条約に基づく国際出願願書は、	
0-4-1	右記によって作成された。	JPO-PAS 0321
0-5	申立て 出願人は、この国際出願が特許協力条約に従って処理されることを請求する。	
0-6	出願人によって指定された受理官庁	日本国特許庁 (RO/JP)
0-7	出願人又は代理人の書類記号	F03RL0016
I	発明の名称	エコーキャンセラ
II	出願人	
II-1	この欄に記載した者は	出願人である (applicant only)
II-2	右の指定国についての出願人である。	米国を除く全ての指定国 (all designated States except US)
II-4ja	名称	沖電気工業株式会社
II-4en	Name:	Oki Electric Industry Co., Ltd.
II-5ja	あて名	1058460 日本国 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号
II-5en	Address:	7-12, Toranomon 1-chome, Minato-ku, Tokyo 1058460 Japan
II-6	国籍(国名)	日本国 JP
II-7	住所(国名)	日本国 JP
II-11	出願人登録番号	000000295

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

III-1	その他の出願人又は発明者 この欄に記載した者は	出願人及び発明者である (applicant and inventor)
III-1-1	右の指定国についての出願人である。	米国のみ (US only)
III-1-4ja	氏名(姓名)	高田 真資
III-1-4en	Name (LAST, First):	TAKADA Masashi
III-1-5ja	あて名	1058460 日本国 東京都港区虎ノ門1丁目7番12号 沖電気工業株式 会社内
III-1-5en	Address:	c/o Oki Electric Industry Co., Ltd. 7-12, Toranomon 1-chome, Minato-ku, Tokyo 1058460 Japan
III-1-6	国籍(国名)	日本国 JP
III-1-7	住所(国名)	日本国 JP
IV-1	代理人又は共通の代表者、通知のあて名 下記の者は国際機関において右記のごとく 出願人のために行動する。	代理人 (agent)
IV-1-1ja	氏名(姓名)	前田実
IV-1-1en	Name (LAST, First):	MAEDA Minoru
IV-1-2ja	あて名	1510053 日本国 東京都渋谷区代々木2丁目16番2号 甲田ビル4階 前田特許事務所
IV-1-2en	Address:	MAEDA & ASSOCIATES, Koda Bldg. 4F, 16-2, Yoyogi 2-chome, Shibuya-ku Tokyo 1510053 Japan
IV-1-3	電話番号	03-3378-3301
IV-1-4	ファクシミリ番号	03-3378-3303
IV-1-6	代理人登録番号	100083840
IV-2	その他の代理人	筆頭代理人と同じあて名を有する代理人 (additional agent(s) with the same address as first named agent)
IV-2-1ja	氏名	山形洋一(100116964)
IV-2-1en	Name(s)	YAMAGATA Yoichi(100116964)
V	国の指定	
V-1	この願書を用いてされた国際出願は、規則 4.9(a)に基づき、国際出願の時点で拘束さ れる全てのPCT締約国を指定し、取得しうる あらゆる種類の保護を求め、及び該当する 場合には広域と国内特許の両方を求める 国際出願となる。	
VI-1	先の国内出願に基づく優先権主張	
VI-1-1	出願日	2003年 11月 05日 (05.11.2003)
VI-1-2	出願番号	2003-376068
VI-1-3	国名	日本国 JP

特許協力条約に基づく国際出願願書

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

VI-2	優先権証明書送付の請求 上記の先の出願のうち、右記の番号のものについては、出願書類の認証謄本を作成し国際事務局へ送付することを、受理官庁に対して請求している。	VI-1	
VII-1	特定された国際調査機関(ISA)	日本国特許庁 (ISA/JP)	
VII-2	先の調査の利用請求	2003年 11月 05日 (05.11.2003)	
VII-2-1	日付	2003-376068	
VII-2-2	出願番号	日本国 JP	
VII-2-3	国名(又は広域官庁)		
VIII	申立て	申立て数	
VIII-1	発明者の特定に関する申立て	-	
VIII-2	出願し及び特許を与えられる国際出願日における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-3	先の出願の優先権を主張する国際出願日における出願人の資格に関する申立て	-	
VIII-4	発明者である旨の申立て(米国を指定国とする場合)	-	
VIII-5	不利にならない開示又は新規性喪失の例外に関する申立て	-	
IX	照合欄	用紙の枚数	添付された電子データ
IX-1	願書(申立てを含む)	4	✓
IX-2	明細書	18	✓
IX-3	請求の範囲	1	✓
IX-4	要約	1	✓
IX-5	図面	7	✓
IX-7	合計	31	
	添付書類	添付	添付された電子データ
IX-8	手数料計算用紙	-	✓
IX-17	PCT-SAFE 電子出願	-	-
IX-19	要約書とともに提示する図の番号	1	
IX-20	国際出願の使用言語名	日本語	
X-1	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100083840/	
X-1-1	氏名(姓名)	前田実	
X-1-2	署名者の氏名		
X-1-3	権限		
X-2	出願人、代理人又は代表者の記名押印	/100116964/	
X-2-1	氏名(姓名)	山形洋一	
X-2-2	署名者の氏名		
X-2-3	権限		

特許協力条約に基づく国際出願願書
紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

受理官庁記入欄

10-1	国際出願として提出された書類の実際の受理の日	
10-2	図面	
10-2-1	受理された	
10-2-2	不足図面がある	
10-3	国際出願として提出された書類を補完する書類又は図面であってその後期間内に提出されたものの実際の受理の日(訂正日)	
10-4	特許協力条約第11条(2)に基づく必要な補完の期間内の受理の日	
10-5	出願人により特定された国際調査機関	ISA/JP
10-6	調査手数料未払いにつき、国際調査機関に調査用写しを送付していない	

国際事務局記入欄

11-1	記録原本の受理の日	
------	-----------	--

PCT手数料計算用紙(願書付属書)

紙面による写し(注意:電子データが原本となります)

[この用紙は、国際出願の一部を構成せず、国際出願の用紙の枚数に算入しない]

0	受理官庁記入欄			
0-1	国際出願番号			
0-2	受理官庁の日付印			
0-4	様式-PCT/RO/101(付属書) このPCT手数料計算用紙は、 右記によって作成された。	JPO-PAS 0321		
0-9	出願人又は代理人の書類記号	F03RL0016		
2	出願人	沖電気工業株式会社		
12	所定の手数料の計算	金額/係数	小計(JPY)	
12-1	送付手数料 T	⇒	13000	
12-2	調査手数料 S	⇒	97000	
12-3	国際出願手数料 (最初の30枚まで) i1	123200		
12-4	30枚を越える用紙の枚数	1		
12-5	用紙1枚の手数料 (X)	1300		
12-6	合計の手数料 i2	1300		
12-7	i1 + i2 = i	124500		
12-12	fully electronic filing fee reduction R	-26400		
12-13	国際出願手数料の合計 (i-R) I	⇒	98100	
12-17	納付すべき手数料の合計 (T+S+I+P)	⇒	208100	
12-19	支払方法	送付手数料: 予納口座引き落としの承認 調査手数料: 予納口座引き落としの承認 国際出願手数料: 銀行口座への振込み		
12-20	予納口座 受理官庁	日本国特許庁 (RO/JP)		
12-20-1	上記手数料合計額の請求に対する承認	✓		
12-21	予納口座番号	007205		
12-22	日付	2004年 10月 26日 (26. 10. 2004)		
12-23	記名押印			

明 細 書

エコーキャンセラ

技術分野

- [0001] 本発明はエコーキャンセラに関し、例えば、広帯域音声電話におけるハイブリッド回路で生じる回線エコーを除去するものに適用して好適である。

背景技術

- [0002] エコーキャンセラは、周知のように、適応フィルタを利用してエコーレプリカ信号を形成し、近端入力信号におけるエコー成分を形成されたエコーレプリカ信号によって除去しようとしたものである。そして、適応フィルタに対するフィルタ係数を所定のアルゴリズム(例えばLMS)により更新、収束させ、適切なエコーレプリカ信号を形成させようとしている。ここで、フィルタ係数の収束速度が速ければ速いほど、適切なエコーレプリカ信号が形成させるようになる時間も短縮されて好ましい。

- [0003] フィルタ係数は、一般に、遠端入力信号と、エコー成分除去後の近端入力信号とに基づいて更新制御される。従来から、エコーキャンセラは、遠端入力信号にバイアスのようなノイズが存在すると(直流オフセットが加わると)、フィルタ係数を適切に更新できず、エコー除去性能が劣化することが知られている。

- [0004] 非特許文献1は、エコーキャンセラではなく、能動騒音制御に関する技術を開示しているが、適応フィルタに係るバイアス補償に関する技術であるため、エコーキャンセラにも流用可能と考えられる。

- [0005] 非特許文献1:野本他著、「Filterd-X法におけるバイアス補償と可変ステップサイズアルゴリズムの検討」、信学技報、DSP97-14(1997-05)

発明の開示

発明が解決しようとする課題

- [0006] しかしながら、非特許文献1に記載の技術は、以下のような課題を有するものであった。
- [0007] 1. 所望信号のバイアス除去のための計算をサンプル毎に行うので演算処理量が多く必要である。

[0008] 2. 所望信号中のバイアス成分(非特許文献1の技術は、直流だけでなく、緩やかに変化する成分も前述のバイアスの範疇に入れている)を必ず“雑音か起因している”と仮定しており、所望信号から直接バイアス成分を除去してしまう。従って、例えば、通信にこれを直接用いると、所望信号の中に、本当に通過させたい低周波数成分(緩やかに変化する成分)があったときにも、これをもバイアス成分とみなして除去してしまい、音質に悪影響を与える。

[0009] 本発明は、上記の課題に鑑みてなされたものであり、演算量が少なく、ハードウェア規模、ソフトウェア規模を小さくし、通過させたい信号に低域周波数成分が含まれている場合でも、通過信号の成分を損なうことがない音質の良いエコーキャンセラを提供することを目的としている。

課題を解決するための手段

[0010] かかる課題を解決するため、本発明は、フィルタ部と係数更新部とを有する適応フィルタを利用し、遠端入力信号から、エコーレプリカ信号を形成するエコーレプリカ形成手段と、近端入力信号からエコーレプリカ信号を減算して近端入力信号におけるエコー成分を除去するエコー除去手段とを有するエコーキャンセラにおいて、上記適応フィルタのフィルタ係数から、低域周波数の影響によるオフセット成分を除去するオフセット除去手段を有することを特徴とする。

発明の効果

[0011] 本発明によれば、演算量が少なく、ハードウェア規模、ソフトウェア規模を小さくでき、通過させたい信号に低域周波数成分が含まれている場合でもエコーを適切に除去できるエコーキャンセラを実現することができる。

図面の簡単な説明

[0012] [図1]第1の実施形態のエコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

[図2](A)及び(B)は、第1の実施形態でタップ係数のオフセットを除去するオフセット除去部を設けた理由の説明図(その1)である。

[図3](A)、(B1)～(B3)は、第1の実施形態でタップ係数のオフセットを除去するオフセット除去部を設けた理由の説明図(その2)である。

[図4](A)、(B1)～(B3)、(C1)～(C3)は、第1の実施形態でタップ係数のオフセッ

トを除去するオフセット除去部を設けた理由の説明図(その3)である。

[図5]第2の実施形態のエコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

[図6]第3の実施形態のエコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

[図7]第4の実施形態のエコーキャンセラの構成を示すブロック図である。

符号の説明

- [0013] 8…加算器、10…双方向通信検出部、11…係数更新部、12…フィルタ部、13、22…オフセット除去部、14、14A、14B、14C…エコーキャンセラ、15、45…適応フィルタ、16…カウンタ、20…送信側FFT部、21…受信側FFT部、30、40…送信側ローパスフィルタ部、31、41…受信側ローパスフィルタ部。

発明を実施するための最良の形態

[0014] (A)第1の実施形態

以下、本発明によるエコーキャンセラを、回線エコーの除去用に適用した第1の実施形態を図面を参照しながら詳述する。

[0015] (A-1)第1の実施形態の構成

図1は、第1の実施形態のエコーキャンセラの構成を示すブロック図である。図1において、第1の実施形態のエコーキャンセラ14は、通信の遠方にいる話者(以下、遠端と呼ぶ:図示せず)からのデジタル音声信号Rinの入力端子1、遠端からの音声信号Routを受信者(以下、近端と呼ぶ)へ向けて出力する出力端子2、近端からの信号Sinの入力端子7、遠端への信号Soutの出力端子9を有している。

- [0016] エコーキャンセラ14の出力端子2からの信号Routは、デジタル／アナログ変換器3を介してアナログ信号に変換された後、さらに、ハイブリッド回路4を介して電話機5に与えられるようになされている。電話機5からの音声信号は、ハイブリッド回路4及びアナログ／デジタル変換器6を介して、エコーキャンセラ14の入力端子7に入力される。ここで、出力端子2からの信号Routの一部が、ハイブリッド回路4をそのまま通過してエコーとして入力端子7に入力され、エコーキャンセラ14は、このエコー成分を除去する。

- [0017] エコーキャンセラ14は、加算器8、双方向通信検出部10、係数更新部11、フィルタ部12、オフセット除去部13及びカウンタ16を有し、係数更新部11及びフィルタ部12

が適応フィルタ15を構成している。

- [0018] この第1の実施形態の場合、オフセット除去部13及びカウンタ16が一般的な構成に加えて設けられているものであり、これに応じて、フィルタ部12も多少異なっている。

これらフィルタ部12、オフセット除去部13及びカウンタ16の機能も、以下の動作説明で明らかにする。

- [0019] (A-2)第1の実施形態の動作

以下、第1の実施形態のエコーキャンセラ14の動作を説明する。以下では、電話機5が、例えば、近年急速に普及しているIP電話機であるとして説明を行う。IP電話機においては、従来の電話機とは異なり、音声信号の周波数帯域に制限が設けられていない。

例えば、従来の固定電話機においては、音声信号の周波数帯域は300～3400Hzに制限されている(以下、この信号を従来帯域信号と呼ぶ)。しかし、IP電話機においては、音声信号の周波数帯域は前述の300～3400Hzに制限されていないため、広い周波数帯域の信号を授受することができる。例えば、国際規格ITU-T G. 722では、50～7000Hzの帯域を通信するための音声符号化技術が開示されている、このような技術を用いれば、従来よりも広帯域の、音質の良い音声信号を伝達することが可能である。例えば、この第1の実施形態では、20～7000Hzの信号(以下、広帯域信号と呼ぶ)を取り扱う例を引き合いにして説明する。勿論、周波数帯域はこれに限定するものではない。

- [0020] 図1の遠端入力端子1に入力した広帯域信号 R_{in} は、双方向通信検出部10、フィルタ部12及び遠端出力端子2に入力される。双方向通信検出部10及びフィルタ部12の機能については後述する。遠端出力端子2から出力された信号 R_{out} は、デジタル／アナログ変換器3を経由しアナログ信号になり、電話機5に出力される。その一方で、遠端出力端子2から出力された信号 R_{out} は、ハイブリッド回路4で一部の信号が反射され、アナログ／デジタル変換器6でデジタル信号 S_{in} に変換され、近端入力端子7に入力される。近端入力端子7に入力された信号 S_{in} は、エコー除去後の信号 S_{out} に変換されて近端出力端子9を経由して遠端にいる話者に至る。遠端出

力端子2の出力信号Routが近端入力端子7に入力されると、図示しない遠端話者には自分の声がエコー成分 y として聞こえるようになり、会話を妨げる。このようなエコー成分 y を除去するために、エコーキャンセラ14が設けられている。

[0021] エコーキャンセラ14において、近端入力端子7から入力されたエコー成分 y を含む信号 S_{in} は、加算器8に入力される。加算器8では、この信号 S_{in} から、適応フィルタ15で後述するように作成されたエコーレプリカ信号(擬似エコー信号) y' が減算される。加算器8でエコー成分 y が除去された信号 $S_{out}(e)$ は遠端話者への出力端子9に出力される。この信号 S_{out} はIP網などの経路を通り、図示しない遠端の話者電話機に向かって出力される。このようにしてエコーが除去された信号が遠端音声話者に到達する。

[0022] 次に、エコーレプリカ信号 y' の作成方法について説明する。この第1の実施形態では、エコーレプリカ信号の生成アルゴリズムには公知である学習同定法を用いている。勿論、エコーレプリカ信号の作成アルゴリズムはこれに限定されない。

[0023] 上述のように、係数更新部11とフィルタ部12とで適応フィルタ15が構成されている。まず、適応フィルタ15の動作に関して説明する。遠端入力端子1から入力された信号 R_{in} はフィルタ部12に入力される。フィルタ部12は、公知のFIR(有限インパルス応答長)フィルタである。適応フィルタ15のタップ係数は、後述するように時間と共に更新される。

[0024] 今、時刻 k で、フィルタ部12の第 m 番目のタップ係数を $h(k, m)$ とする。遠端入力端子1からの信号 R_{in} の時刻 k での値を $x(k)$ とすると、フィルタ部12では、(1)式に従ってエコーレプリカ信号 y' を作成する。ここで、 M はフィルタ部12のタップ数である(例えば、256を適用できるが、これに限定されない)。(1)式から分かるように、エコーレプリカ信号 y' は、 $x(k)$ の過去 M サンプル分のデータと、タップ係数との積和演算で形成される。

[0025] [数1]

$$y' = \sum_{m=0}^{M-1} h(k, m) \cdot x(k - m) \quad (1)$$

[0026] フィルタ部12のタップ係数は、(2)式に従って更新制御され、次のフィルタ処理に備える。(2)式において、 h や x の初期値は0である。また、 μ は、エコーキャンセラ14の追従速度を決める定数($0 \leq \mu \leq 1$)である。例えば、0.5を適用できるが、これに限定されない。この追従速度決定定数 μ を大きくすれば、エコーキャンセラ14の追従速度は速くなるが、定常状態でのエコー消去性能が良くない。一方、追従速度決定定数 μ を小さくすれば、エコーキャンセラ14の定常状態でのエコー消去性能が良くなるが、追従速度は遅くなってしまう。

[0027] [数2]

$$h(k+1, m) = h(k, m) + \mu \frac{e(k) \cdot y(k)}{\sum_{i=0}^{M-1} x^2(k-i)} \quad (2)$$

[0028] (2)式における $e(k)$ は、加算器8の出力(エコー除去残差)であり、時刻 k でのエコー成分 y を $y(k)$ 、エコーレプリカ信号 y' を $y'(k)$ とすると、(3)式で表される。

$$e(k) = y(k) - y'(k) \quad (3)$$

[0029] 上述したように、(2)式及び(3)式に従うタップ係数制御は公知の“学習同定法”であり、タップ係数 $h(k, m)$ は、(3)式に示すエコー除去残差 $e(k)$ (又はそのパワー)が徐々に0になるように推移していくことが公知の事実として知られている。すなわち、エコー成分 y が加算器8で徐々に除去されるようにタップ係数が更新されていく(フィルタが収束する)。以上のようにして、エコー経路であるハイブリッド回路4の特性をフィルタ部12のタップ係数として推定し、エコー成分 y の除去を行うが、近端入力端子7に近端話者信号 s も入力されていると、(3)式の右辺に近端話者信号 s も混入して、(4)式ようになってしまい、タップ係数の更新がうまくいかない。(4)式において、 $s(k)$ は、時刻 k での近端話者信号の値である。

$$e(k) = y(k) - y'(k) + s(k) \quad (4)$$

[0030] 従って、(4)式に従うような近端話者信号があるときには係数更新を停止する必要がある。双方向通信検出部10は、(4)式に従うような状態などを検出するものである。

双方向通信検出部10には、遠端入力端子1からの出力信号 $x(k)$ と、加算器8の出力 $e(k)$ が入力されており、(5)式、(6)式に従って、これら信号のパワー平滑値をそれぞれ求める。

[0031] [数3]

$$\text{pow_x}(k) = \text{pow_x}(k-1) \cdot \delta + x^2(k) \cdot (1-\delta) \quad (5)$$

$$\text{pow_e}(k) = \text{pow_e}(k-1) \cdot \delta + e^2(k) \cdot (1-\delta) \quad (6)$$

[0032] ここで、 δ は平滑の滑らかさを表わす定数($1 \geq \delta \geq 0$)なる定数である。平滑定数 δ が大きければ信号 x 、 e の大まかな変化を反映するようになり、雑音の影響が小さくなる。一方、平滑定数 δ が小さければ信号 x 、 e の急峻な変化に敏感に反応するが、雑音の影響も受け易くなる。例えば、 $\delta = 0.5$ を適用できるが、これに限定されない。

[0033] 双方向通信検出部10は、後述するような方法で、パワー平滑値 $\text{pow_x}(k)$ 、 $\text{pow_e}(k)$ から各々の信号の有無(有音/無音)を検出し、遠端入力端子1から遠端出力端子2に至る信号経路の側だけに信号があるときに、適応フィルタ15の係数更新が実行されるようにする。それ以外の期間では、双方向通信検出部10は、係数更新を停止するための信号 nt を係数更新部11に出力する。

[0034] 双方向通信検出部10は、以下のように、信号有無を判定する。双方向通信検出部10は、条件1が成立するときには、係数更新を実行させるように係数更新部11には何も出力しない。

[0035] 条件1;

$\text{pow_x}(k) > \text{無音閾値}$ 、かつ、

$\text{pow_x}(k) > \text{pow_e}(k) + \text{マージン値}$

例えば、無音閾値 $= -38\text{dBm}$ 、マージン値 $= 6\text{dB}$ を適用できるが、これに限定されない。

[0036] 一方、条件1以外ときには、(1)近端入力信号7に入力信号があるか、(2)遠端入力端子1に入力信号がないか、(3)遠端入力端子1及び近端入力信号7に共に入

力信号がないか、(4)遠端入力端子1及び近端入力信号7に共に入力信号があると判定し、係数更新部11に対して、係数更新停止信号 nt を出力する。係数更新部11は、係数更新停止信号 nt を入力されたときには、(2)式に従う係数更新を実行しない。

[0037] 以上のように、双方向通信検出部10は、(4)式に従うような状態(ダブルトーク状態)のときには係数を更新させない。また、遠端入力端子1に信号がなければエコー自体発生しないので、係数を更新させない。すなわち、(3)式に従う様態のときだけ係数更新を実行させるので、フィルタ部12の係数が公知の学習同定法を用いれば、正しく収束できるようになる。上記では、双方向通信検出部10が $x(k)$ 、 $e(k)$ のパワー平滑値を用いて、遠端入力端子1への入力信号の有音／無音と、近端入力端子7への入力信号の有音／無音の検出を行うものを示したが、少なくとも、遠端入力端子1への入力信号の無音と、近端入力端子7への入力信号の有音(近端話者)との検出を実行できれば、どのような方法を用いても構わない。

[0038] 次に、第1の実施形態のエコーキャンセラ14の特徴をなしているオフセット除去部13の機能、動作について説明する。

[0039] 従来から、エコーキャンセラは入力信号に直流オフセットが加わると、エコー除去性能が劣化することが知られている。従来は、このオフセット成分は、専らアナログ／デジタル変換器6の特性や、近端入力端子7側の背景ノイズによるものであるとされていた。

しかし、広帯域電話機のように定常的に広い範囲の周波数帯域で通信を行う場合、たとえ、背景ノイズやアナログ／デジタル変換器の影響がなくとも、エコーキャンセラがオフセット成分、又は、オフセットとみなせる成分の影響を受けることが判明した。以下、図2(A)及び(B)を用いてこの現象の発生について説明する。

[0040] 従来の一一般の電話通信では音声信号の周波数帯域は300～3400Hzに帯域制限されており、周波数の下限はせいぜい300Hzであった。また、従来電話機では、通常用いられるサンプリング周波数は8000Hzであった。従来技術では、上述のFIRフィルタを用いたとき、再現できる周波数に限界が存在する。上限は、公知の標本化定理に基づき、サンプリング周波数の半分すなわち4000Hzである。下限は、FIR

フィルタのタップ長によって決まる。例えば、サンプリング周波数が8000Hz、エコーキャンセラのタップ長が256タップのとき、このFIRフィルタで表現できる最低の周波数は256タップで1周期の波形までである。すなわち、下限周波数は、 $1 / (256 \times (1 / 8000)) = 31.25\text{Hz}$ である。

[0041] 従来通りの電話機であれば、入力信号の最低周波数は300Hzなので、エコーキャンセラは十分に信号を表現可能である。従って、エコーキャンセラのフィルタのタップ係数は低域のオフセットの影響を受けることはない。図2(A)には、この様子を示している。

[0042] 一方、広帯域通信での様子を説明する。サンプリング周波数を16kHzとすると、このとき、エコーキャンセラのタップ長を上記と同じ256タップとすると、エコーキャンセラのタップ長で表現できる下限周波数は、 $1 / (256 \times (1 / 16000)) = 62.5\text{Hz}$ である。これ以下の周波数成分は、1周期の長さがフィルタのタップ長を越えるため、エコーキャンセラのフィルタ部12では表現できない。しかも、広帯域電話機では低域周波数が20Hz～50Hzの成分も通信に用いられる場合がしばしばであり、エコーキャンセラのFIRフィルタでは、広帯域電話通信での低域周波数を表現することができないことになる。

[0043] これを単純に解決するには、エコーキャンセラのタップ長を大きくしてFIRフィルタが表現できる周波数領域を大きく(表現可能な周波数をさらに低く)することが考えられるが、フィルタのタップ長を大きくすることは積和演算量の増大を意味している。その結果、エコーキャンセラをデジタルシグナルプロセッサで実現する場合など、演算量の増大を招いたり、ハードウェア規模が大きくなるなどの弊害が不可避免的に生じる。例えば、サンプリング周波数が16kHzで20Hzまで表現できるフィルタを所望した場合、800タップもの長大なフィルタを必要としてしまい、実際には実現不可能になる。その上、入力に表現不可能なほど低い周波数成分があるときには、エコーキャンセラは表現限界を超えた低域周波数の影響を受け、図2(B)に示すように、時間区間a～cで、恰も時間毎に異なるオフセットを印加されたがごとく振る舞ってしまう。このとき、タップ係数は、その時々に応じた偏り(オフセット)が発生し、恰もオフセットが重畳したがごとく、平均値が0にならない(オフセット有)。

- [0044] エコーキャンセラでは、本来、タップ係数が直接、エコー経路の伝達関数を表わすように収束するものである。すなわち、広帯域電話通信では、タップ係数にオフセットが発生することにより、エコーキャンセラは本来収束すべき真の伝達関数に収束できなくなってしまう。図3(A)及び(B1)～(B3)に、オフセットを受けたときのタップ係数とエコー経路の真の伝達関数の様子を示す。図3(A)は、時間区間a～c毎のタップ係数の平均値を示し、図3(B1)～(B3)は、時間区間a～c毎のタップ係数の収束状況を示している。区間bは、低域周波数がゼロクロスする場合であり、この区間bでは、オフセットが見かけ上なくなっている。図3(A)及び(B1)～(B3)に示すように、真のエコー経路の伝達関数と、推定したタップ係数が一致しないのでエコー除去特性は非常に劣化する。
- [0045] そこで、この第1の実施形態では、オフセット除去部13及びカウンタ16を設け、オフセット除去部13及びカウンタ16により、タップ係数のオフセットを次のように除去する。
- [0046] 上述した(3)式に示すように、エコーキャンセラ14は、遠端入力端子1に新たなサンプル $x(k)$ が入力される毎に、その都度、エコー除去処理が行われる。カウンタ16は、適応フィルタ15から、 n 個のサンプルの入力回数だけエコーレプリカ信号の作成処理(従って、エコー除去処理)が実行されるのをカウントする。そして、カウンタ16はオフセット除去部13に対し、 n サンプル分の処理が終ったことを示す信号を出力する。
- すなわち、この信号は、 n サンプル分毎に出力されるものである。
- [0047] オフセット除去部13は、カウンタ16からの n サンプル計時信号を受け、(7)式に従って、オフセット除去処理を行う。(7)式における右辺第2項が除去するオフセット成分を表わしている。(7)式は、時刻 $k+1$ の第 m 番目のタップ係数 $h(k+1, m)$ として、(2)式に従って求められたものから、オフセットを除去したものを適用することを表している。オフセットは、計算により一旦求められた時刻 $k+1$ における、長さ M 個のタップ係数の平均値として求めている。
- [0048] [数4]

$$h(k+1, m) = h(k+1, m) - \frac{1}{M} \sum_{i=0}^{M-1} h(k+1, i) \quad (7)$$

[0049] なお、オフセット除去部13は、(7)式に代え、(8)式に従って、オフセットを除去するようにしても良い。(8)式では、オフセットの計算方法が(7)式と異なっている。すなわち、(7)式では、M個のタップの係数の平均を全てのタップに共通するオフセットとして算出していたが、(8)式では、タップ係数の各々のタップに関して、時間軸での平均をオフセットとして算出するようにしている。時間軸及びタップ位置の双方についての平均で、オフセットを算出するようにしても良い。

[0050] [数5]

$$h(k+1, m) = h(k+1, m) - \frac{1}{n} \sum_{i=0}^{n-1} h(k+i, m) \quad (8)$$

[0051] オフセット成分の除去計算である(7)式又は(8)式を $h(k+1, m)$ の時間タイミングで行わず、 $h(k, m)$ のタイミングで実行しても良いのは勿論である。 n として、例えば、160を適用可能であるが、これに限定されないことは勿論である。例えば、遠端入力端子1や近端入力端子7のデータを各々160サンプルまとめて1フレームとして処理するようにした場合には、 n として160を適用すること都合が良いが、 n をフィルタ長(例えば256)に合わせるようにしても良いことは勿論である。

[0052] 實際上、上述したオフセットの除去は最低限タップ長と同じサンプル数に1回実行すれば良く、サンプル毎に実行はしなくても良く、その後は、(2)式に従ったタップ係数の更新がなされるので、1回行われたオフセットの除去がそれ以降も反映される。また、この第1の実施形態では、近端入力端子7への入力信号 Sin 自体から直接バイアス信号(オフセット信号)を除去することを実行していない。以上のような点は、上述した非特許文献1に記載の方法と異なっている。

[0053] 図4(A)、(B1)～(B3)、及び(C1)～(C3)は、図3(A)及び(B1)～(B3)での図示内容に加え、(7)式に従って、区間 $a \sim c$ 毎に、低域周波数のオフセットを補正した

様子を示している(特に、図4(C1)～(C3))。区間aでは、タップ係数の正のオフセットを0に補正しており、区間cでは、タップ係数の負のオフセットを0に補正している。

[0054] (A-3) 第1の実施形態の効果

以上のように、タップ係数のオフセットを区間毎に除去するので、演算量を節約しつつ、送信信号(近端音声信号)自体にはエコー除去以外の影響を与えず、通信信号が広帯域であっても効果的にエコー成分を除去することができる。演算量を節約できることは、エコーキャンセラをDSPなどを利用したソフトウェアで実現した場合には処理速度の短縮化を意味し、ハードウェアで実現した場合には装置規模の縮小化を意味する。

[0055] (B) 第2の実施形態

次に、本発明によるエコーキャンセラを、回線エコーの除去用に適用した第2の実施形態を図面を参照しながら詳述する。図5は、第2の実施形態のエコーキャンセラ14Aの構成をその周囲構成と共に示すブロックであり、上述した第1の実施形態に係る図1との同一部分には同一符号を付して示している。

[0056] 図5及び図1の比較から明らかなように、第2の実施形態のエコーキャンセラ14Aは、第1の実施形態の構成に加え、近端入力端子7からの入力信号 S_{in} を周波数分析してオフセット除去部22に与える送信側FFT部20と、遠端入力端子1からの入力信号 R_{in} を周波数分析してオフセット除去部22に与える受信側FFT部21とが設けられており、これにより、オフセット除去部22の機能も、第1の実施形態のオフセット除去部13から多少異なっている。

[0057] 第1の実施形態は、広帯域電話機同士で通話することを前提にしているものである。

しかし、実際には、近端と遠端との間で、広帯域電話機と従来帯域の電話機(従来電話機)が通話をすることもあり得る。第2の実施形態は、従来電話機と広帯域電話機が通話したり、従来電話機同士が通話したりするような、近端及び遠端の電話機の種別が明確に定まっていない位置に当該エコーキャンセラ14Aが介在されたときにも、第1の実施形態で説明したような効果が適宜発揮されるようにしたものである。すなわち、電話機種別に応じて、広帯域電話信号特有の低域成分でのオフセットを適宜除

去しようとしたものである。

[0058] まず、遠端に広帯域電話機があつて近端には従来電話機5があるときの第2の実施形態のエコーキャンセラ14Aの動作について説明する。

[0059] 遠端入力端子1から入力された信号 R_{in} は、受信側FFT部21に入力される。受信側FFT部21では入力信号を周波数分析し、300Hz以下の成分、及び又は、3400Hz以上の成分の有無を検出する。成分の有無検出は、FFTの結果として求まるパワースペクトルが例えば-30dBmを越えるか否かで判定すれば良い。受信側FFT部21は、300Hz以下の成分及び又は3400Hz以上の成分があるときは(一方を条件としても双方を条件としても良い)、遠端には広帯域電話機がつながっているとして、オフセット除去実行信号をオフセット除去部22に出力する。オフセット除去部22は、受信側FFT部21又は送信側FFT部20のどちらか一方からオフセット除去実行信号が入力されたときには、第1の実施形態と同様なオフセット除去を実行するようになされており、受信側FFT部21からオフセット除去実行信号が与えられたときにはオフセット除去を実行する。なお、このとき、送信側FFT部20からオフセット除去実行信号が与えられているか否かは問われない。

[0060] 次に、遠端に従来電話機があつて近端に広帯域電話機があるときの第2の実施形態のエコーキャンセラ14Aの動作について説明する。

[0061] 近端入力端子7から入力された信号 S_{in} は、送信側FFT部20に入力される。送信側FFT部20は、入力信号を周波数分析し、300Hz以下の成分及び又は3400Hz以上の成分の有無を検出する。成分有無の検出は、FFTの結果として求まるパワースペクトルが例えば-30dBmを越えるか否かで判定すれば良い。送信側FFT部20は、300Hz以下の成分及び又は3400Hz以上の成分があるときは(一方を条件としても双方を条件としても良い)、近端に広帯域電話機がつながっているため、オフセット除去実行信号をオフセット除去部22に出力する。オフセット除去部22は、送信側FFT部20からオフセット除去実行信号が入力されたので、第1の実施形態と同様なオフセット除去を実行する。なお、このとき、受信側FFT部21からオフセット除去実行信号が与えられているか否かは問われない。

[0062] 次に、遠端と近端の両方に従来電話機があるときの第2の実施形態のエコーキャン

セラ14Aの動作について説明する。

- [0063] このときには、送信側FFT部20も受信側FFT部21も、周波数分析対象の信号に、300Hz以下の成分も3400Hz以上の成分も存在しないので、共に、オフセット除去実行信号をオフセット除去部22に出力しない。オフセット除去部32は、いずれのFFT部20、21からもオフセット除去実行信号が入力されないで、オフセット除去を実行しない。
- [0064] なお、遠端と近端の両方に広帯域電話機があるときには、送信側FFT部20も受信側FFT部21も、オフセット除去実行信号をオフセット除去部22に出力するので、第1の実施形態と同様なオフセット除去が実行されない。
- [0065] 送信側FFT部20も受信側FFT部21の判定は、回線接続直後に1回だけ行い、その後は、次に回線が再接続されるまで待つようにしても良く、当初の判定後も、継続的(連続的な継続、間欠的な継続を問わない)に判定を行うようにしても良い。
- [0066] 第2の実施形態によれば、遠端及び近端の電話機種別を判別し、判別された遠端及び近端の電話機種別の組み合わせに応じて、タップ係数のオフセット除去を実行するか否かを定めるようにしたので、無駄な演算を省略でき、デジタルシグナルプロセッサ(ソフトウェアの処理主体)の演算規模を小さくできて消費電力を小さくしたり、ハードウェア規模を小さくしたりできる。
- [0067] (C)第3の実施形態
- 次に、本発明によるエコーキャンセラを、回線エコーの除去用に適用した第3の実施形態を図面を参照しながら詳述する。図6は、第3の実施形態のエコーキャンセラ14Bの構成をその周囲構成と共に示すブロックであり、上述した第2の実施形態に係る図5との同一部分には同一符号を付して示している。
- [0068] 図6及び図5の比較から明らかなように、第3の実施形態は、第2の実施形態の受信側FFT部21を受信側ローパスフィルタ部31に置き換え、第2の実施形態の送信側FFT部20を送信側ローパスフィルタ部30に置き換えたものである。
- [0069] 送信側ローパスフィルタ部30及び受信側ローパスフィルタ部31はそれぞれ、自己への入力信号に300Hz以下の成分が存在するか否かを検出し(ローパスフィルタの結果として求まるレベルが例えば-30dBmを超えるか否かで検出する)、300Hz以

下の成分が検出されたときは、オフセット除去実行信号をオフセット除去部22に出力するものである。

[0070] 従って、遠端と近端の電話機種別の組み合わせと、オフセット除去部22がタップ係数のオフセット除去を実行するか否かとの関係は、第2の実施形態の場合と同様である。

[0071] 上述した第2の実施形態では、電話機種別の判定に、FFT部による周波数分析を利用していた。しかし、FFTは、公知のように、FFT窓長サンプル数に応じて、低周波数域から高周波数域まで万遍なく周波数を分析する。例えば、16000Hzのサンプリング周波数を用い、FFT窓長を256点に設定すると、正の周波数成分として62.5Hzから8000Hz(又は0Hzから7937.5Hz)の成分を等分に算出する。しかし、エコーキャンセラに重要なオフセットに関する限り、興味のあるのは極端な低周波数領域の成分だけである。従って、低周波数成分だけの検出と検出結果を以ってオフセット除去処理の制御をすることはデジタル信号処理でのプロセッサ演算量の節約、電力の節約の観点からも都合が良い。そのため、第3の実施形態では、FFT部に代え、ローパスフィルタ部を適用することとした。

[0072] この第3の実施形態によっても、電話機種別の組み合わせに応じてオフセット除去制御を行うことに伴う第2の実施形態と同様な効果を奏することができ、これに加え、さらに、無駄な演算を一段と省略できるという効果を期待できる。

[0073] (D)第4の実施形態

次に、本発明によるエコーキャンセラを、回線エコーの除去用に適用した第4の実施形態を図面を参照しながら詳述する。図7は、第4の実施形態のエコーキャンセラ14Cの構成をその周囲構成と共に示すブロックであり、上述した第3の実施形態に係る図6との同一部分には同一符号を付して示している。

[0074] 第4の実施形態も、第3の実施形態と同様に、送信側ローパスフィルタ部40と受信側ローパスフィルタ部41とを備えているが、第3の実施形態と異なり、送信側ローパスフィルタ部40及び受信側ローパスフィルタ部41内のローパスフィルタは可変ローパスフィルタとなっており、オフセット除去処理を実行するか否かを決定するための低域の周波数成分を可変できるようになっている。送信側ローパスフィルタ部40及び受信

側ローパスフィルタ部41の低域の周波数成分を定めるための情報を、適応フィルタ45が出力するようになされている。

- [0075] 送信側ローパスフィルタ部40及び受信側ローパスフィルタ部41に、可変構成のものを適用した理由は、以下の通りである。
- [0076] 第4の実施形態は、ローパスフィルタ処理の演算を第3の実施形態より更に削減し、実際の装置設定を容易にすることを考慮してなされたものであり、ローパスフィルタの周波数設定を自動的に行うようにしたものである。
- [0077] 第3の実施形態では、300Hzを閾値として低域検出を行い、オフセット除去の実行有無を判断していた。このような決め方は一般電話回線では有用である。しかし、独自の専用線を敷設している場合などは、回線の許容する下限の周波数が300Hzとは限らず、第3の実施形態を適用できないことも生じる。第3の実施形態では、このようなときに、ローパスフィルタの遮断周波数を設計し直さなければならない。一方、エコーキャンセラにおいて、フィルタ部12のタップ長は、ハイブリッド回路4の様子(交換機の種類、ハイブリッド回路までの距離)などに応じて、適宜変更しなければならない場合が多い。
- すなわち、エコーキャンセラのタップ長によっても、エコーキャンセラの表現可能な低域周波数が影響を受けてしまう。上述したように、低周波数成分によるエコーキャンセラの性能劣化は、そのとき、エコーキャンセラに設定したフィルタ部のタップ長で表現できない低域周波数成分があると必ず発生してしまう。第4の実施形態では、以下に述べるように、回線の許容する低域周波数の値や、エコーキャンセラのフィルタタップ長の様子に関わらず、オフセットを適切に除去しようとしている。
- [0078] 第4の実施形態では、エコーキャンセラのフィルタ部12で表現できない周波数があるか否かは、タップ長をパラメータとして後述するように検出する((8)式参照)。すなわち、第4の実施形態では、上述のような事情でエコーキャンセラのタップ長を変更しても、自動的に設定タップ長で表現不可能な周波数成分があるか否かを判別して、最適なオフセット除去を実行できるようにしてエコーキャンセル性能を確保する。
- [0079] 設計者などは、適応フィルタ45のフィルタ部12のタップ長Lを設定する。タップ長は、上述したように、設計者がハイブリッド回路4の様子を考慮して適宜設定すれば良

い。例えば、256タップを適用可能であるが、これに限定されない。適応フィルタ45は、送信側ローパスフィルタ部40及び受信側ローパスフィルタ部41にタップ長Lを出力する。

- [0080] 送信側ローパスフィルタ部40では、タップ長Lに応じて、下限周波数LF (Hz)を(9)式のように計算する。(9)式において、sfはサンプリング周波数であり、例えば、1600Hzを適用可能であるがこれに限定されない。

$$LF = sf / (L - 1) \quad (9)$$

- [0081] 次に、送信側ローパスフィルタ部40は、(9)式に従って求めた下限周波数LF以下を通過させるようにする。受信側ローパスフィルタ部41も同様に、(9)式に従って下限周波数LFを求め、求めた下限周波数LF以下を通過させるようにする。このような設定後の動作は、第3の実施形態と同様であり、その説明は省略する。

- [0082] 第4の実施形態によれば、第3の実施形態と同様な効果を奏することができる。さらに、送信側ローパスフィルタ部及び受信側ローパスフィルタ部が、適応フィルタのタップ長Lの可変設定に連動して自動的に下限周波数LF (Hz)を変更するようにしたので、エコーキャンセラのタップ長を設置状況に応じて変更しても、自動的に最適なオフセットの除去を行い、エコーのない広帯域通信を実現可能にできる。

- [0083] (E)他の実施形態

第4の実施形態では、可変ローパスフィルタを用いた場合を説明したが、FFT等の周波数分析を用いる場合にも、可変構成を採用し、フィルタタップ数で定まる下限周波数LF (Hz)を検出閾値に設定するようにしても良い。

- [0084] 第2～第4の実施形態においては、受信信号及び送信信号の周波数成分を処理するFFT部又はローパスフィルタ部を設けたものを示したが、受信信号のみの周波数成分を処理するFFT部又はローパスフィルタ部を設けて、タップ係数のオフセット成分の除去制御を行うようにしても良い。

- [0085] 以上の各実施形態では、広帯域VoIP通信における適用することを意図して説明したが、例えば、従来のようにA/D変換器がオフセット成分を付与することが原因となるVoIPを使わない交換通話などに介在するエコーキャンセラにも本発明を適用することができる。

- [0086] また、上記実施形態においては、本発明のエコーキャンセラを、回線エコーを除去するエコーキャンセラに適用した場合を示したが、マイクロホンからスピーカに流れるエコーを除去するエコーキャンセラに適用することができる。
- [0087] さらに、上記実施形態においては、タップ係数のオフセットを、その時刻の全てのタップ係数の平均値で求めたり、過去のタップ係数の平均で求めたりするものを示したが、中央値や重み付け平均など、他の算出方法を適用しても良い。また、適応フィルタのタップ数の設定値 L に応じたりし、タップ係数のオフセットの算出に用いる過去のタップ係数の個数 n を変化させるようにしても良い。

請求の範囲

- [1] フィルタ部と係数更新部とを有する適応フィルタを利用し、遠端入力信号から、エコーレプリカ信号を形成するエコーレプリカ形成手段と、近端入力信号からエコーレプリカ信号を減算して近端入力信号におけるエコー成分を除去するエコー除去手段とを有するエコーキャンセラにおいて、
 上記適応フィルタのフィルタ係数から、低域周波数の影響によるオフセット成分を除去するオフセット除去手段を有することを特徴とするエコーキャンセラ。
- [2] 上記オフセット除去手段は、所定タイミングにおける、タップ長分のフィルタ係数自体の平均値をオフセット成分と算出して、上記適応フィルタのフィルタ係数から、オフセット成分を除去することを特徴とする請求項1に記載のエコーキャンセラ。
- [3] 上記オフセット除去手段は、過去の所定期間のフィルタ係数の平均値をオフセット成分と算出して、上記適応フィルタのフィルタ係数から、オフセット成分を除去することを特徴とする請求項1に記載のエコーキャンセラ。
- [4] 上記オフセット除去手段は、所定期間毎に1回ずつ、オフセット成分の除去を行うことを特徴とする請求項2に記載のエコーキャンセラ。
- [5] 遠端入力信号及び又は近端入力信号が所定周波数以下の低域成分を含むか否かを検出する周波数成分検出手段を有し、上記オフセット除去手段は、上記周波数成分検出手段が、低域成分を含むと検出したことを条件として、オフセット成分の除去を行うことを特徴とする請求項1に記載のエコーキャンセラ。
- [6] 上記周波数成分検出手段は、上記適応フィルタのタップ長の設定値に応じ、上記所定周波数を変化するものであることを特徴とする請求項5に記載のエコーキャンセラ。

要 約 書

演算量が少なく、通過させたい信号に低域周波数成分が含まれていても適切にエコーをキャンセルできるエコーキャンセラを提供する。

本発明は、フィルタ部と係数更新部とを有する適応フィルタを利用し、遠端入力信号から、エコーレプリカ信号を形成するエコーレプリカ形成手段と、近端入力信号からエコーレプリカ信号を減算して近端入力信号におけるエコー成分を除去するエコー除去手段とを有するエコーキャンセラに関する。そして、適応フィルタのフィルタ係数から、低域周波数の影響によるオフセット成分を除去するオフセット除去手段を有することを特徴とする。

図1

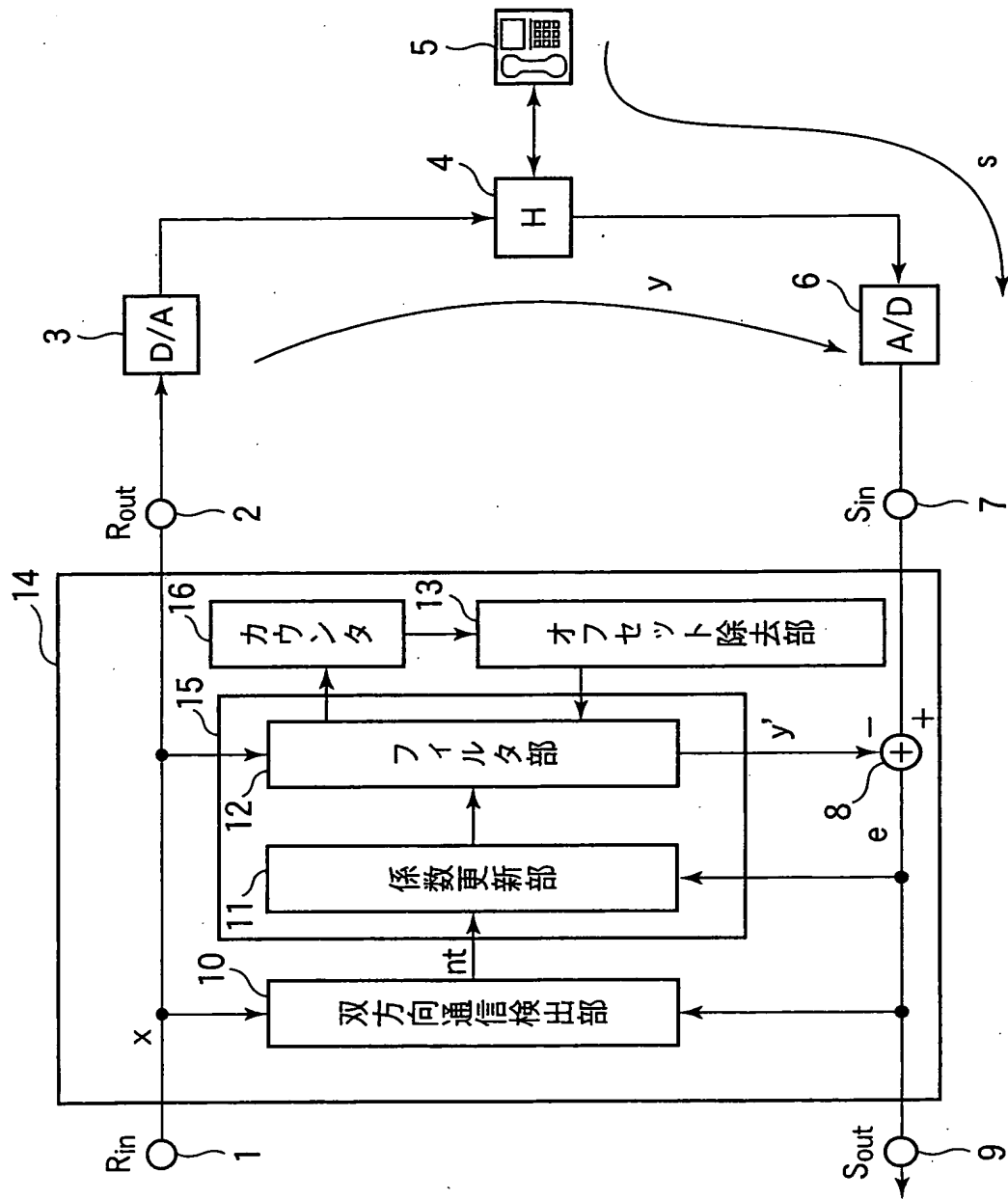


図2

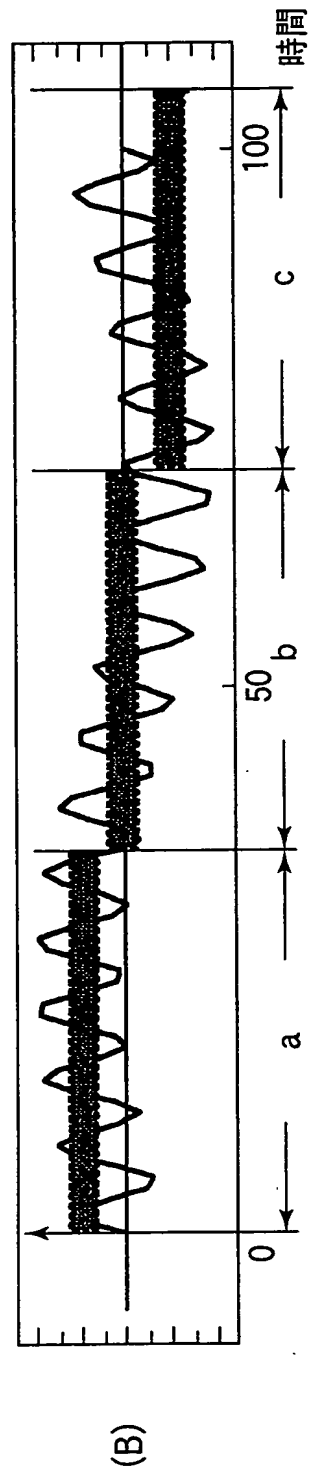
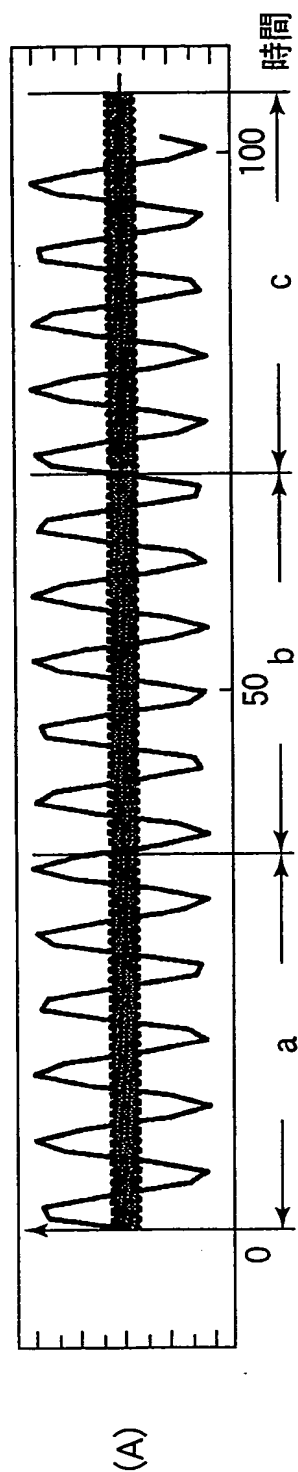


図3

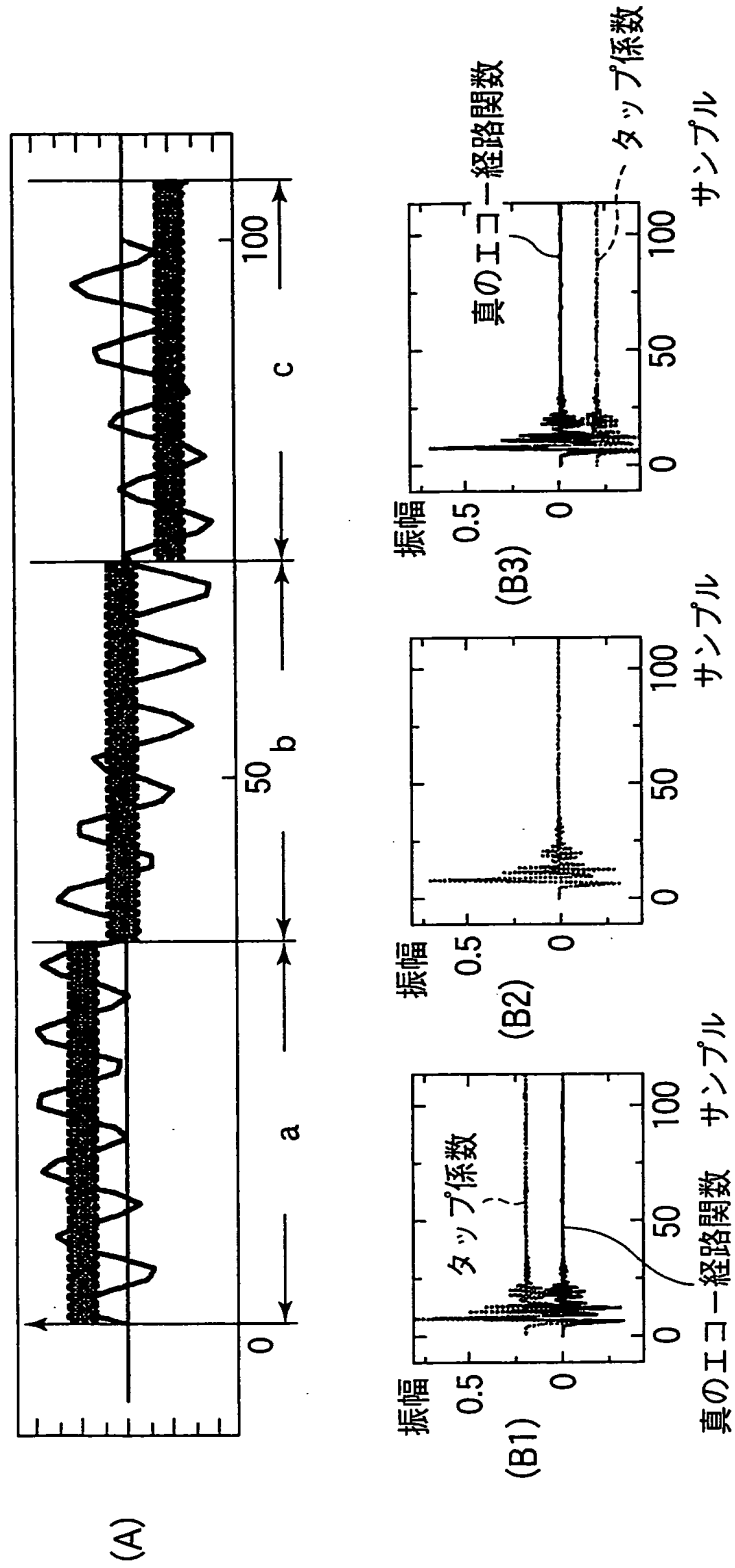


図4

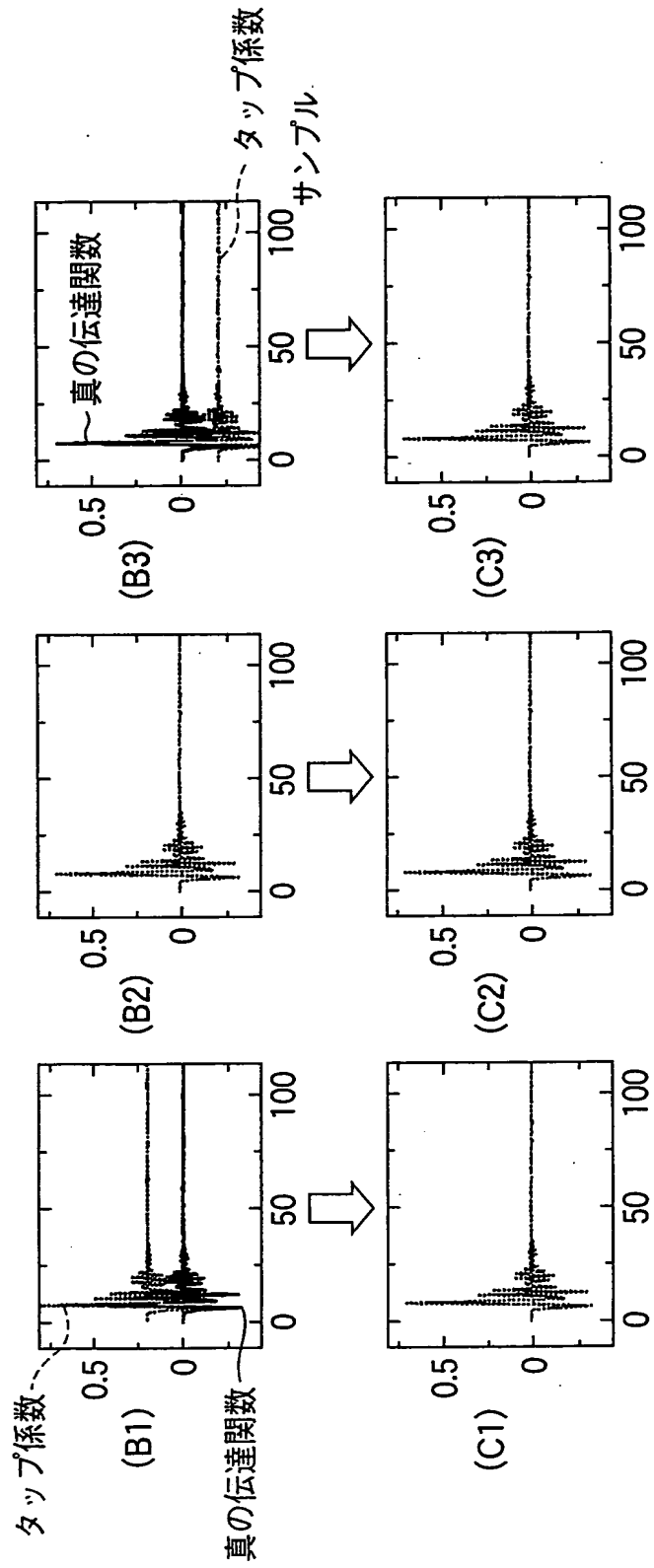
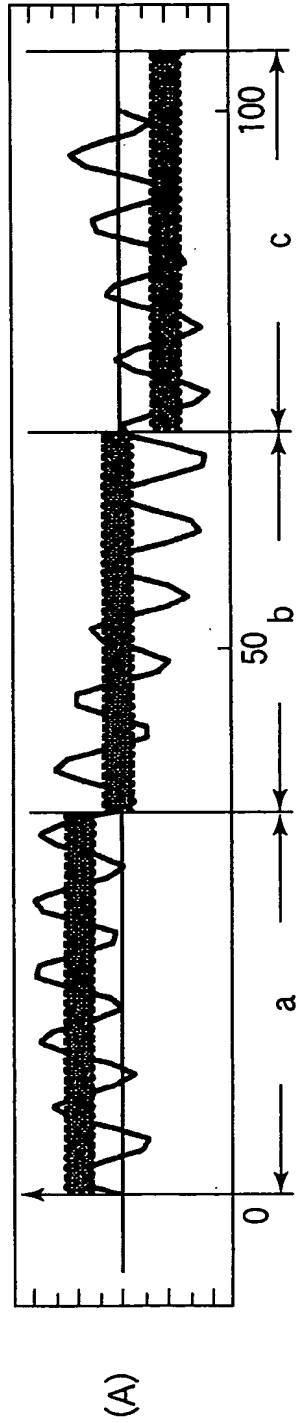


図5

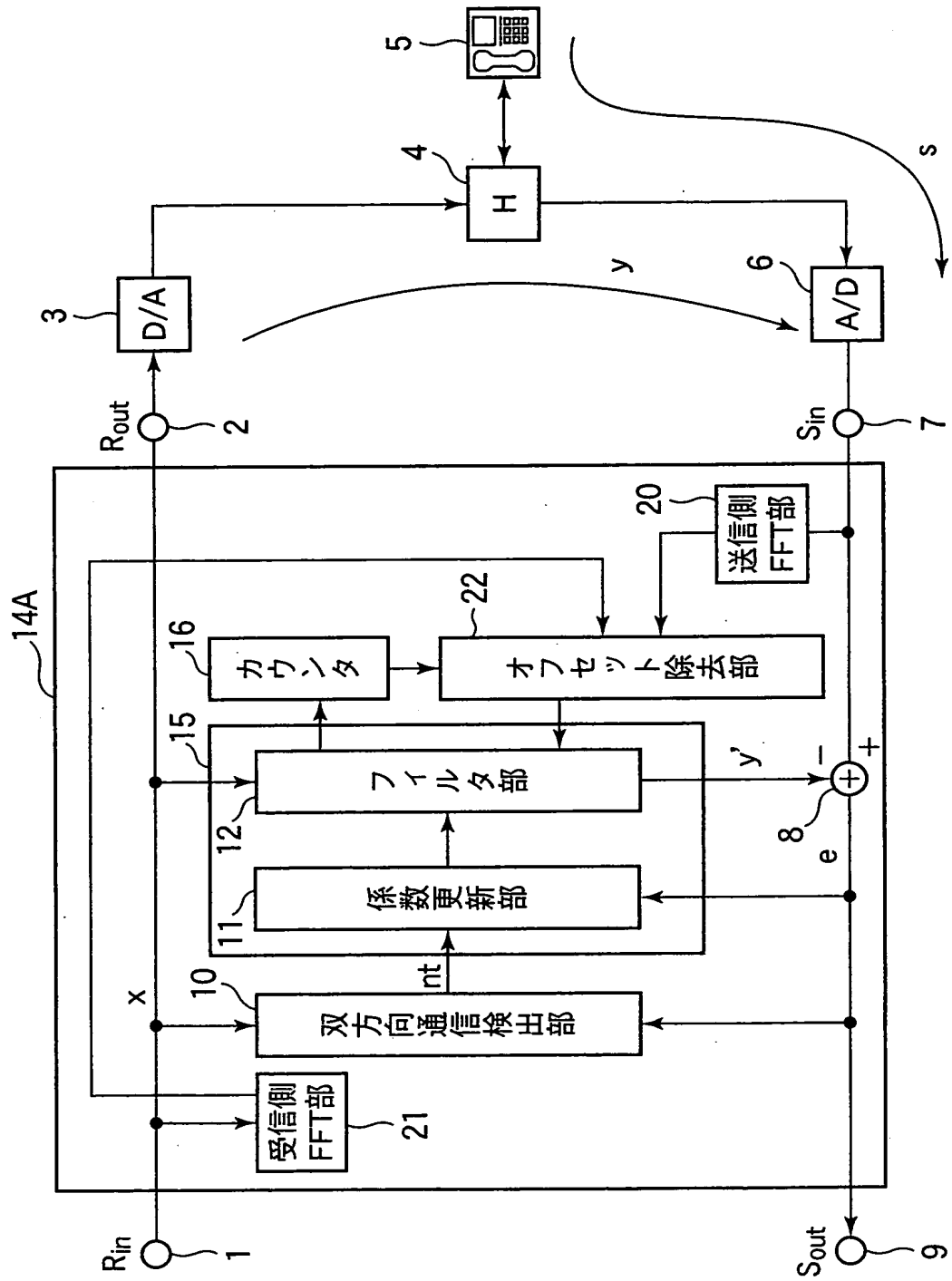


図6

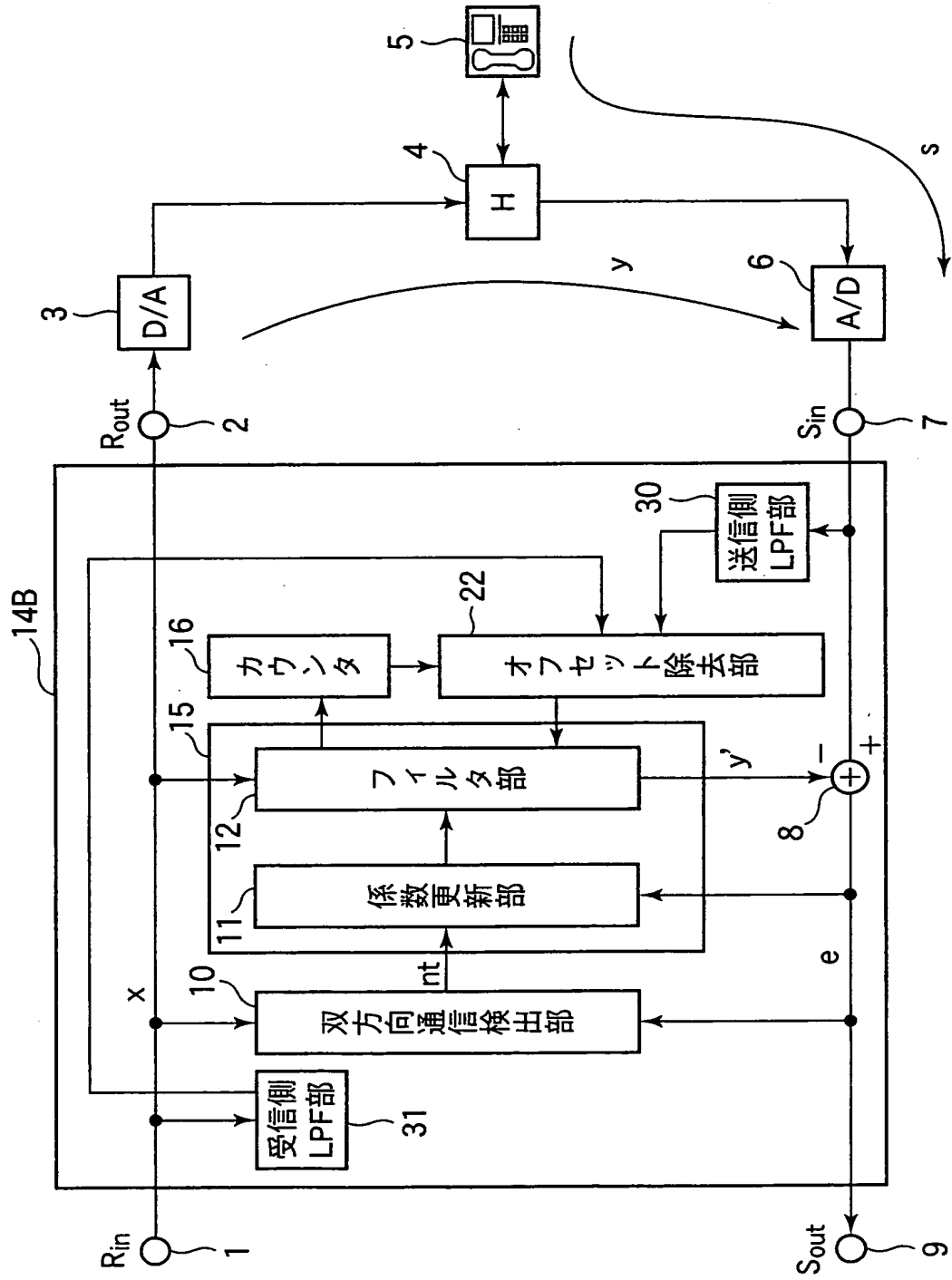


図7

